

中華民國經濟部智慧財產局

INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE  
MINISTRY OF ECONOMIC AFFAIRS  
REPUBLIC OF CHINA

茲證明所附文件，係本局存檔中原申請案的副本，正確無訛，  
其申請資料如下：

This is to certify that annexed is a true copy from the records of this  
office of the application as originally filed which is identified hereunder:

申請日：西元 2004 年 02 月 20 日  
Application Date

申請案號：093104243  
Application No.

申請人：天網電子股份有限公司  
Applicant(s)

局長  
Director General

蔡練生

發文日期：西元 2004 年 4 月 5 日  
Issue Date

發文字號：09320308760  
Serial No.

# 發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：

※ 申請日期：

※IPC 分類：

壹、發明名稱：

可在臨界模式下進行零電位切換之返馳式功率轉換器

貳、申請人：(共1人)

姓名或名稱：天網電子股份有限公司

ID：30885127

代表人：梁錦宏

住居所或營業所地址：台北市成功路一段76、78、80號4樓

國籍：中華民國

參、發明人：(共4人)

姓名：1. 梁錦宏 2. 黃國建 3. 白坤山 4. 王博爵

ID：1. N101168790 2. F123182850 3. C120229326 4. A121522995

住居所地址：

1. 台北市成功路一段76、78、80號4樓

2. 台北市成功路一段76、78、80號4樓

3. 台北市成功路一段76、78、80號4樓

4. 台北市成功路一段76、78、80號4樓

國籍：1. 中華民國 2. 中華民國 3. 中華民國 4. 中華民國

#### 肆、聲明事項：

☐ 本案係符合專利法第二十條第一項☐第一款但書或☐第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 ☐ 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1.

2.

3.

4.

5.

☐ 主張國內優先權（專利法第二十五條之一）：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

1.

2.

☐ 主張專利法第二十六條微生物：

☐ 國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

## 伍、中文發明摘要：

一種可在臨界模式下進行零電位切換之返馳式功率轉換器，該返馳式功率轉換器包含一變壓器，該變壓器之初級繞組上並聯有至少由一電容器及一初級側功率開關所形成之一串聯電路，當該變壓器之次級繞組上所串聯之一次級側功率開關(可為一二極體)導通時，該初級側功率開關亦被導通，令該初級繞組將能量儲存至該電容器，當該次級側功率開關由導通狀態變成截止狀態時，該初級側功率開關仍將導通一小段時間，以令該電容器對該初級繞組進行充電，直到該變壓器被充電之能量，達到足以令該初級繞組上所串聯之一主功率開關達成零電位切換之條件時，始切換該初級側功率開關，並令該主功率開關完成零電位切換，如此，不僅大幅降低了該主功率開關之切換損失，令其工作頻率被限制在一預定範圍內，且有效壓制了因漏電感造成之電壓高峰，使得操作在臨界模式下之該返馳式功率轉換器，能在不增加成本之情形下，具備高效率、高切換頻率及低雜訊等優點。

## 陸、英文發明摘要：

## 柒、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 3 圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

變壓器	.....	T1
初級繞組	.....	Np
次級繞組	.....	Ns
輸入電壓	.....	Vin
輸出電壓	.....	Vo
輸入電壓濾波電容	.....	Cin
輸出電壓濾波電容	.....	Co
驅動電路	.....	DR
主功率開關	.....	SW1
初級側功率開關	.....	SW2
次級側功率開關	.....	SW3
端電壓	.....	V <sub>sw1</sub>
輔助電容	.....	Ca
二極體	.....	D <sub>sw1</sub>

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

## 玖、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】：

本發明係關於一種返馳式功率轉換器，尤指一種可在臨界模式下進行零電位切換之返馳式功率轉換器。

### 【先前技術】：

按，傳統上，操作在臨界模式(Boundary mode)下之功率轉換器(Converter)，可為一振鈴扼流功率轉換器(Ringing Choke Converter，簡稱 RCC)，參閱第 1 圖所示，乃一標準之振鈴扼流功率轉換器之電路示意圖，該振鈴扼流功率轉換器由於係操作在臨界模式下，因此，當該振鈴扼流功率轉換器上之一變壓器 T1 將其上之能量，釋放予其次級繞組，並令其次級側之輸出電壓為  $V_o$  時，該變壓器 T1 之初級繞組之電壓即等於  $V_o \cdot n$ ，其中  $n$  為該初級繞組及次級繞組間之匝數比，亦即其上之一功率開關 Q1 之端電壓  $V_{CE}$  等於輸入電壓  $V_{in}$  及初級繞組之電壓  $V_o \cdot n$  之總和，即  $V_{in} + V_o \cdot n$ ，該能量係以電壓形式儲存在其迴路之寄生電容上。

在該種傳統之振鈴扼流功率轉換器中，當該變壓器 T1 內殘存之能量，不足以維持令該次級繞組側所串聯之一二極體 D1 導通時，該二極體 D1 即變成截止狀態，並令迴路上之寄生電容與電感產生諧振，此時，若該功率開關 Q1 沒有被再次切換，該功率開關 Q1 之端電壓  $V_{CE}$  會呈現以  $V_{in}$  為中心之正弦波(sin wave)震盪，其振幅等於  $V_o \cdot n$ ，受到迴路阻抗的影響，此正弦波會呈現指數型衰減，參閱第 2 圖所示即為該振鈴扼流功率轉換器操作在臨界模式下之波形圖，其中該端電壓  $V_{CE}$  之正弦波(sin wave)震盪如第 2 圖之虛線所示，該功率開關 Q1 之端電壓  $V_{CE}$  最低值等於  $V_{in} - V_o \cdot n$ 。

因此，藉由適當地設計該功率開關 Q1 之驅動電路，以在該功率開關 Q1 之端電壓  $V_{CE}$  為最低值時，驅動該功率開關 Q1，則依下列切換損失之公式：

$$\frac{C_s \cdot (V_{CE})^2}{2} \cdot f_o$$

，其中  $C_s$  係迴路上之等效雜散電容， $f_o$  係該功率開關 Q1 之操作頻率，可清楚得知，由於該功率開關 Q1 之端電壓  $V_{CE}$  降低，該功率開關 Q1 之切換損失也因而減少許多。然而，由於該種傳統之振鈴扼流功率轉換器係操作在臨界模式下，故該功率開關 Q1 之操作頻率  $f_o$ ，在輸入電壓  $V_{in}$  愈高，輸出負載愈輕時，將變得愈高，故依前述切換損失之

公式可知，該功率開關 Q1 仍會產生相當之切換損失，因此，在操作頻率  $f_o$  愈高時，其切換損失亦將變得更為驚人。

有鑒於此，為使該種操作在臨界模式下之傳統振鈴扼流功率轉換器所產生之切換損失降為零，以有效解決在高頻操作狀態下所發生之前述問題，功率轉換器之設計及製造業者在設計該功率轉換器之控制迴路時，必需完成下列動作：

(1) 在該振鈴扼流功率轉換器之該功率開關 Q1 之集級與射級上，並聯一二極體，或將該功率開關 Q1 更換成一具有寄生二極體之功率開關，如：金屬氧化半導體場效電晶體(Metal-Oxid-Semiconductor Field-Effect Transistor，簡稱 MOSFET)，以令該功率開關 Q1 之端電壓  $V_{CE}$  在諧振到零電位後，可被該二極體或寄生二極體箝位在該電位，以進行零電位切換。

(2) 將該振鈴扼流功率轉換器之電路，設計成可令前述之正弦波(sin wave)震盪之振幅等於  $V_{in}$ ，亦即令該初級繞組上之反射電壓大於  $V_{in}$ ，以使該功率開關 Q1 之端電壓  $V_{CE}$  之最低值為零電位，並在達到零電位時，進行切換。

惟，前述作法所必需付出之代價，係該功率開關 Q1 上會產生  $2 \cdot V_{in}$  之壓降，並迫使設計者選用高耐壓之開關元件，由於該高耐壓開關元件之成本及阻抗值均較高，故此一作法，不僅增加了該振鈴扼流功率轉換器之製作成本，亦增加了該開關元件之導通損失，致其整體效能未盡理想，因此，如何在不增加製作成本及開關導通損失之條件下，有技巧地將該功率轉換器之功率開關 Q1 電路設計成，在臨界模式之各種負載狀況下，均能進行零電位切換，即成為各相關設計及製造業者亟欲解決之一重要課題。

#### 【發明內容】：

有鑒於傳統振鈴扼流功率轉換器操作在臨界模式下，將因操作頻率愈高，導致其功率開關之切換損失愈高之問題，發明人乃針對此，研究出一種可在臨界模式下進行零電位切換之返馳式功率轉換器，一種可在臨界模式下進行零電位切換之返馳式功率轉換器，該返馳式功率轉換器包含一變壓器，該變壓器之初級繞組上並聯有至少由一電容器及一初級側功率開關所形成之一串聯電路，當該變壓器之次級繞組上所串聯之一次級側功率開關(可為一二極體)導通時，該初級側功率開關亦被導通，令該初級繞組將能量儲存至該電容器，當該次級側功率開關由導通狀態變成截止狀態時，該初級側功率開關仍將導通一小段時間，以令該電容器對該初級繞組進行充電，直到該變壓器被充電之能

量，達到足以令該初級繞組上所串聯之一主功率開關達成零電位切換之條件時，始切換該初級側功率開關，並令該主功率開關完成零電位切換。

本發明之一目的，係在利用該變壓器在臨界模式下，釋放完能量後所產生之自然諧振現象，再搭配一簡單之控制迴路，將該主功率開關上之電荷抽走，以令該主功率開關能在臨界模式之各種負載狀況下，進行零電位切換，大幅降低該主功率開關之切換損失。

本發明之另一目的，係在臨界模式之各種負載狀況下，令該主電子開關之工作頻率被限制在一預定範圍內，並有效壓制因漏電感造成之電壓高峰，使得該返馳式功率轉換器能在不增加成本之情形下，具備高效率、高切換頻率及低雜訊等優點。

茲為便 貴審查委員能對本發明之目的、形狀、構造裝置特徵及其功效，做更進一步之認識與瞭解，特列舉實施例，配合圖式，詳細說明如下：

#### 【實施方式】：

在本發明之一較佳實施例中，參閱第 3 圖所示，乃一操作在臨界模式下之返馳式功率轉換器之電路圖，該功率轉換器包括一變壓器 T1、一輸入電壓濾波電容 Cin、一輔助電容 Ca、一驅動電路 DR、三個功率開關 SW1、SW2、SW3 及一輸出電壓濾波電容 Co 等元件，其中該變壓器 T1 主要係用以儲存及釋放電能，其上設有一初級繞組 Np 及一次級繞組 Ns，各該繞組之匝數比  $N_p / N_s$  等於  $n$ ，其上之電感量分別為  $L_p$  及  $L_s$ ，其繞線標記則如第 3 圖所示，該變壓器 T1 之該初級繞組 Np 之一端係與該輸入電壓濾波電容 Cin 之正極相連接，其另端則係與該主功率開關 SW1 相連接，該輸入電壓濾波電容 Cin 之正負極係跨接在一輸入電壓 Vin 之正負極上，該初級側功率開關 SW2 之一端係與該輸入電壓濾波電容 Cin 之正極相連接，其另一端則係與該輔助電容 Ca 相連接，該輔助電容 Ca 之另一端則與該主功率開關 SW1 相連接，該主功率開關 SW1 之另一端則連接至該輸入電壓濾波電容 Cin 之負極，俾該輸入電壓濾波電容 Cin 可提供一穩定之輸入電壓，予該變壓器 T1 使用。此外，該主功率開關 SW1 上並聯有一二極體  $D_{SW1}$ ，該二極體  $D_{SW1}$  之 P 端係連接至該輸入電壓濾波電容 Cin 之負極，其 N 端則係連接至該輔助電容 Ca 上，該驅動電路 DR 係連接至該主功率開關 SW1 與該輔助電容 Ca 之連接處，以藉由偵測該連接處之電壓值，決定截止該初級側功率開關 SW2 之時機。

在該實施例中，該次級繞組 Ns 之一端係連接至一輸出電壓濾波電容 Co 之負極，其另端則與該次級側功率開關 SW3 之正端相連接，該次級側功率開關 SW3 之負端則與



該輸出電壓濾波電容  $C_o$  之正極相連接，俾該輸出電壓濾波電容  $C_o$  可提供一穩定之直流輸出電壓  $V_o$ ，予輸出端上所跨接之負載。

當該返馳式功率轉換器操作在臨界模式時，該變壓器  $T_1$  可將其上之能量釋放予該次級繞組  $N_s$ ，令輸出電壓為  $V_o$ ，此時，該初級繞組之電壓即等於  $V_o \cdot n$ ，且該電能係儲存在該輔助電容  $C_a$  及迴路之寄生電容上，當該變壓器  $T_1$  內蓄積之殘存能量，不足以令該次級繞組  $N_s$  側之該次級側功率開關  $SW_3$  維持導通時，該次級側功率開關  $SW_3$  即由導通狀態，轉變成截止狀態，同時，該初級側功率開關  $SW_2$  卻仍維持導通，令該寄生電容及輔助電容  $C_a$  與該初級繞組產生諧振，並開始將原本蓄積在該輔助電容  $C_a$  及寄生電容上之能量，對該變壓器  $T_1$  之該初級繞組  $N_p$  進行充電，俟該初級繞組  $N_p$  被充電之能量，達到足以令該主功率開關  $SW_1$  (即主電子開關) 進行零電位切換之條件時，才令該初級側功率開關  $SW_2$  停止導通，並開始將儲存在該初級繞組  $N_p$  上之能量回吐出來，此時，由於該初級側功率開關  $SW_2$  已截止，故回吐之能量將全部儲存至迴路之寄生電容上，諧振行為使得寄生電容上之電壓變化加大，令該主功率開關  $SW_1$  之端電壓越過一個  $V_f$ ，使得該二極體  $D_{SW_1}$  導通，並令該主功率開關  $SW_1$  可在其端電壓等於零時，完成零電位切換。若該二極體  $D_{SW_1}$  不存在，則該諧振行為會以  $V_{in}$  為中心繼續震盪下去，如第 4 圖中  $V_{SW_1}$  之虛線所示。

比較本發明與傳統振鈴扼流功率轉換器之線路可清楚得知，本發明在該次級側功率開關  $SW_3$  截止後，該變壓器  $T_1$  之該初級繞組  $N_p$  上所產生之諧振，因多了該輔助電容  $C_a$  之存在，使得其 L-C 諧振變慢，因此在其諧振動作期間，該主功率開關  $SW_1$  並不會被驅動，故本發明之返馳式功率轉換器之整個操作頻率，將因而有最高頻率之限制，當輸出負載變輕時，雖操作頻率增加，亦不致如傳統振鈴扼流功率轉換器之線路，將操作頻率拉的太高。

參閱第 4 圖所示，乃本發明之返馳式功率轉換器操作在臨界模式下之波形圖，其中  $DR_1$  係該驅動電路  $DR$  發送予該主功率開關  $SW_1$  之一驅動訊號， $V_{SW_1}$  係該主功率開關  $SW_1$  兩端之端電壓， $DR_2$  係該驅動電路  $DR$  發送予該初級側功率開關  $SW_2$  之一驅動訊號，本發明為方便解釋該返馳式功率轉換器之運作過程，特將該主功率開關  $SW_1$  之一切換周期內，該等驅動訊號  $DR_1$ 、 $DR_2$  及該主功率開關  $SW_1$  之端電壓  $V_{SW_1}$  之波形區分成 4 個時段，並配合本發明之返馳式功率轉換器在該 4 個時段之等效電路圖，參閱第 5(a)圖~第 5(d)圖所示，詳細說明各該等效電路在各該時段之運作行為如下：

(1)  $t_0 \sim t_1$  時段：

參閱第 5(a)圖所示之等效電路，其中該變壓器 T1 與各功率開關 SW1、SW2 及 SW3 等元件上所包含之寄生電容 Cs，係等效地標示在跨接於該變壓器 T1 之初級繞組 Np 兩端之線路上，且該等效電路圖之迴路中，實線部份係代表電路中正在工作之線路，虛線部份則代表電路中未工作之線路。在  $t_0$  之前，該初級側功率開關 SW2 與該次級側功率開關 SW3 係呈導通狀態，該變壓器 T1 係處於傳送能量之狀態，該輔助電容 Ca 與該寄生電容 Cs 之電壓等於輸出電壓  $V_o$  反射在初級繞組 Np 上之電壓  $\frac{V_o}{n}$ 。

$t = t_0$  時，由於該變壓器 T1 內殘存之能量，不足以維持該次級側功率開關 SW3 之導通，故該次級側功率開關 SW3 變成截止狀態；在  $t_0 \sim t_1$  時段內，該輔助電容 Ca 及寄生電容 Cs 將與該變壓器 T1 之初級繞組 Np 之電感 Lp 產生諧振，並將該輔助電容 Ca 及該寄生電容 Cs 上之能量傳遞至該初級繞組 Np 之電感 Lp。

(2)  $t_1 \sim t_2$  時段：

參閱第 5(b)圖所示之等效電路，該時段係令該主功率開關 SW1 形成零電位導通時機之關鍵時段，在時間  $t_1$  時，當該驅動電路 DR 偵測到該初級繞組 Np 兩端之電壓（亦即該輔助電容 Ca 兩端之電壓）降低至一預定程度，即對該初級側功率開關 SW2 發出一驅動訊號 DR2，令該初級側功率開關 SW2 截止，使得該輔助電容 Ca 變成開路狀態，僅該寄生電容 Cs 可繼續與該初級繞組 Np 之電感 Lp 諧振。

由於，在時間  $t_1$  以前，該輔助電容 Ca 及該寄生電容 Cs 上之能量幾乎都已傳遞給該初級繞組 Np 之電感 Lp，故在時間  $t_1$  時，輪到該初級繞組 Np 之電感 Lp 將能量回吐給電容，此時，因為諧振元件中之電容少了該輔助電容 Ca，故該初級繞組 Np 之電感 Lp 之能量，將使該寄生電容 Cs 上之電壓快速增加，若將該寄生電容 Cs 上所產生之電壓變量稱為 V1，則依下列關係式：

$$\frac{1}{2} \cdot (C_a + C_s) \cdot \left( \frac{V_o}{n} \right)^2 \rightarrow \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_p^2 \rightarrow \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_1^2$$

，該寄生電容 Cs 上之電壓變量  $V_1 = \frac{V_o}{n} \cdot \sqrt{1 + \frac{C_a}{C_s}}$ ，由於，欲進行零電位切換之關鍵，

即在使  $V_1 > V_{in}$ ，亦即：

$$\frac{V_o}{n} \cdot \sqrt{1 + \frac{C_a}{C_s}} > V_{in}$$

因此，只要所選擇之該輔助電容  $C_a$  值夠大，該主功率開關 SW1 之端電壓就會諧振到零電位。

### (3) $t_2 \sim t_3$ 時段：

參閱第 5(c)圖所示之等效電路，在  $t = t_2$  時，該主功率開關 SW1 之端電壓將下降到低於一個  $V_f$ ，使得該主功率開關 SW1 上並聯之二極體  $D_{SW1}$  導通，主功率開關 SW1 之端電壓因此被箝位在  $-V_f$ ，此時，即完成該主功率開關 SW1 之零電位切換之預備動作，嗣該驅動電路 DR 將對該主功率開關 SW1 發出一驅動訊號 DR1，令該主功率開關 SW1 導通，以完成零電位切換之工作。此外，在  $t_2 \sim t_3$  時段內，該變壓器 T1 係開始儲存能量。

### (4) $t_3 \sim t_0$ 時段：

參閱第 5(d)圖所示之等效電路，在  $t = t_3$  時，該驅動電路 DR 將對該第一及初級側功率開關 SW1、SW2 分別發出一驅動訊號 DR1、DR2，以令該主功率開關 SW1 截止，並令該初級側功率開關 SW2 導通。在  $t_3 \sim t_0$  時段內，該變壓器 T1 係開始釋放所蓄積之能量，當  $t = t_0$  時，該主功率開關 SW1 係處於截止狀態，該變壓器 T1 開始釋放能量，將其內所蓄積之能量，釋放予該輔助電容  $C_a$  及該寄生電容  $C_s$ ，該變壓器 T1 之電壓也因而轉向，令該次級側功率開關 SW3 導通，此時，由於該驅動電路 DR 偵測到該變壓器 T1 之初級繞組  $N_p$  上之電壓  $V_{Np}$ ，已由負轉成正，故該驅動電路 DR 將對該初級側功率開關 SW2 發出一驅動訊號 DR2，令其導通，而該輔助電容  $C_a$  及該寄生電容  $C_s$  上之電壓也將等於輸出電壓  $V_o$  透過該變壓器 T1 之反射電壓  $V_o/n$ 。

參閱第 6 圖所示，乃本發明之一具體實施例，在該實施例中，本發明所述及之該主功率開關 SW1 及該初級側功率開關 SW2，可分別以一金屬氧化半導體場效電晶體 (Metal-Oxid-Semiconductor Field-Effect Transistor，簡稱 MOSFET) Q1 及 Q2 取代，本發明所述及之該次級側功率開關 SW3，則可以一二極體 D1 取代，當對該實施例進行實際測試時，可得到其電路上各元件之波形，如第 7 圖所示，其中可清楚得知，當該主功率開關 Q1 之端電壓  $V_{ds1}$  從最高點下降到約等於輸入電壓  $V_{in}$  時(在該實施例中，輸入電壓  $V_{in}$  值約等於 350V)，係呈緩慢下降之狀態，但當該初級側功率開關 Q2 截止時，即其驅動訊號  $V_{gs2}$  由高電位變成低電位時，該主功率開關 Q1 之端電壓  $V_{ds1}$  即快速下

降到約等於 0V，此時，其驅動訊號  $V_{gs1}$  立即由低電位變成高電位，以驅動該主功率開關 Q1 完成零電位切換之動作。

據上所述可知，本發明之返馳式功率轉換器係利用該變壓器在釋放能量後所產生之自然諧振現象，再搭配一簡單之控制迴路，以將該主電子開關上之電荷抽走，即可令該主電子開關在臨界模式之各種負載狀況下，進行零電位切換，不僅大幅降低了該主電子開關之切換損失，且令其工作頻率得以被限制在一預定範圍內，並有效壓制因漏電感造成之電壓高峰，使得該返馳式功率轉換器能在不增加成本之情形下，具備高效率、高切換頻率及低雜訊等優點。

以上所述，僅為本發明最佳具體實施例，惟本發明之構造特徵並不侷限於此，任何熟悉該項技藝者在本發明領域內，可輕易思及之變化或修飾，皆可涵蓋在以下本案之專利範圍。

#### 【圖式簡單說明】：

##### (1) 附圖說明：

第 1 圖所示為一傳統振鈴扼流功率轉換器之電路示意圖。

第 2 圖所示為第 1 圖之該振鈴扼流功率轉換器操作在臨界模式下時，其功率開關 Q1 之端電壓  $V_{CE}$  之波形示意圖。

第 3 圖所示為本發明之返馳式功率轉換器之電路示意圖。

第 4 圖所示為第 3 圖之該返馳式功率轉換器操作在臨界模式下時，其主功率開關 SW1 之端電壓  $V_{SW1}$  在四個時段之波形示意圖。

第 5(a)~5(d)圖所示為第 3 圖之該返馳式功率轉換器分別在四個時段之等效電路示意圖。

第 6 圖所示為本發明之一具體實施例之電路示意圖。

第 7 圖所示為第 6 圖之本發明具體實施例中各元件之電壓波形示意圖。

##### (2) 主要部分之代表符號

變壓器	.....	T1
初級繞組	.....	Np

次級繞組	.....	$N_s$
輸入電壓	.....	$V_{in}$
輸出電壓	.....	$V_o$
端電壓	.....	$V_{CE}$ 、 $V_{sw1}$ 、 $V_{ds1}$
輸入電壓濾波電容	.....	$C_{in}$
輸出電壓濾波電容	.....	$C_o$
驅動電路	.....	$DR$
主功率開關	.....	$SW1$
初級側功率開關	.....	$SW2$
次級側功率開關	.....	$SW3$
功率開關	.....	$Q1$ 、 $Q2$
雜散電容	.....	$C_s$
輔助電容	.....	$C_a$
寄生電容	.....	$C_s$
二極體	.....	$D1$ 、 $D_{sw1}$

## 拾、申請專利範圍：

1、一種可在臨界模式下進行零電位切換之返馳式功率轉換器，該返馳式功率轉換器包含：

一變壓器，係由一初級繞組及一次級繞組所組成；

一串聯電路，係由至少一輔助電容及一初級側功率開關串聯而成，該串聯電路係並聯在該初級繞組上；

一次級側功率開關，係串聯在該次級繞組上；

一主功率開關，係串聯在該串聯電路鄰近該輔助電容之一端；

至少一驅動電路，係連接至該主功率開關與該輔助電容間，用以偵測該連接處之電壓值，並用以發出驅動訊號，分別切換該初級側功率開關及該次級側功率開關；

當該次級側功率開關導通時，該初級側功率開關被切換成導通狀態，以令該初級繞組將能量儲存至該輔助電容，當該次級側功率開關由導通狀態變成截止狀態時，該初級側功率開關仍將導通一小段時間，以令該輔助電容對該初級繞組進行充電，直到該變壓器被充電之能量，達到足以令該主功率開關達成零電位切換之條件時，始再切換該初級側功率開關，並令該主功率開關完成零電位切換。

2、如申請專利範圍第 1 項所述之返馳式功率轉換器，尚包含一二極體，該二極體係並聯在該主功率開關上。

3、如申請專利範圍第 2 項所述之返馳式功率轉換器，尚包含一輸入電壓濾波電容，該輸入電壓濾波電容之一正極係與該初級繞組之一端相連接，其負極則與該主功率開關相連接，該輸入電壓濾波電容之正負極並跨接在一輸入電壓之正負極上。

4、如申請專利範圍第 3 項所述之返馳式功率轉換器，其中該初級側功率開關之一端係與該輸入電壓濾波電容之正極相連接，其另一端則係與該輔助電容相連接。

5、如申請專利範圍第 4 項所述之返馳式功率轉換器，其中該二極體之 P 端係連接至該輸入電壓濾波電容之負極，其 N 端則係連接至該輔助電容上。

6、如申請專利範圍第 5 項所述之返馳式功率轉換器，其中該主功率開關係一金屬氧化半導體場效電晶體。

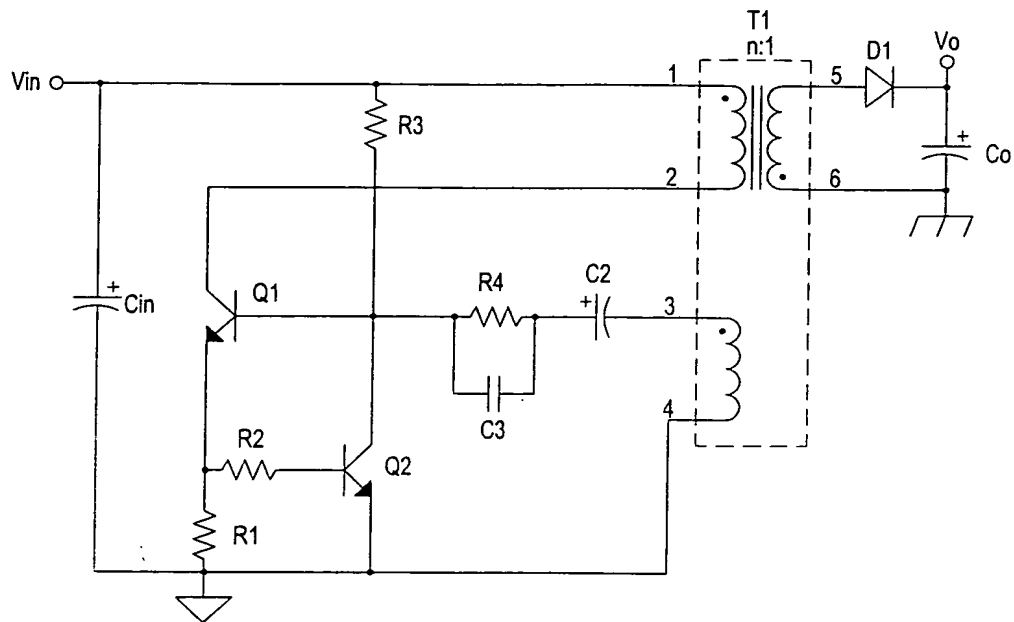
7、如申請專利範圍第 5 項所述之返馳式功率轉換器，其中該初級側功率開關係一金屬氧化半導體場效電晶體。

8、如申請專利範圍第 1 項所述之返馳式功率轉換器，尚包含一輸出電壓濾波電容，

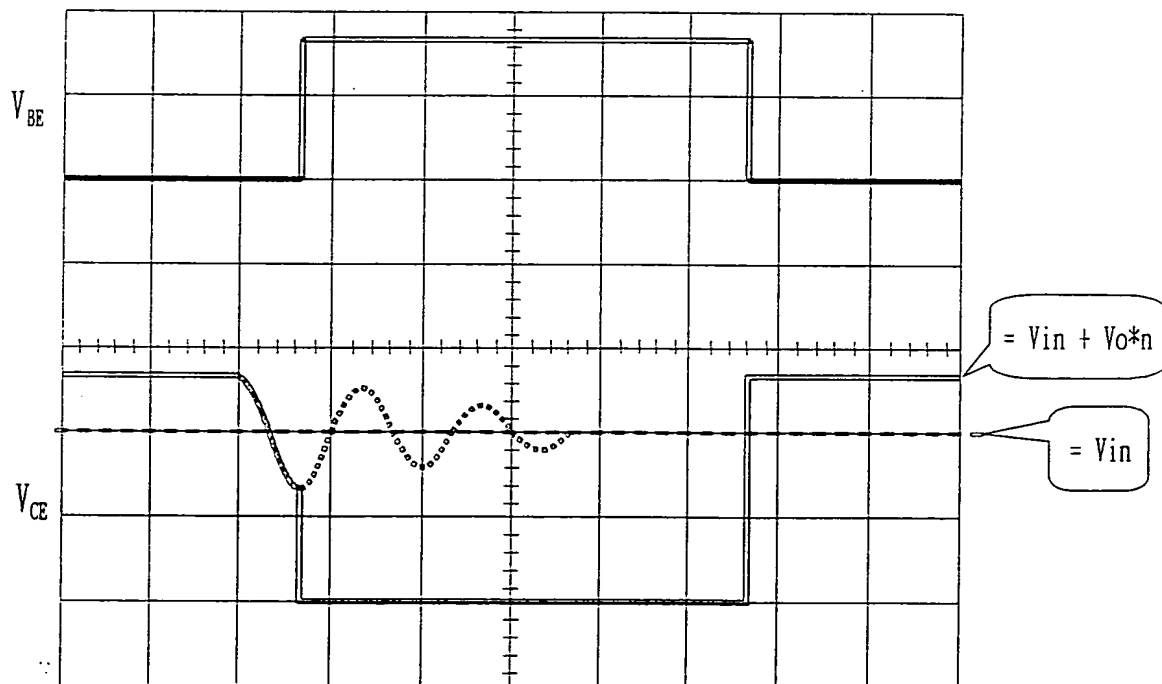
該輸出電壓濾波電容之負極係與該次級繞組之一端相連接，其正極則係與該次級側功率開關相連接，該輸出電壓濾波電容之正負極並跨接在一輸出電壓之正負極上。

9、如申請專利範圍第 8 項所述之返馳式功率轉換器，其中該次級側功率開關係一二極體。

拾壹、圖式：

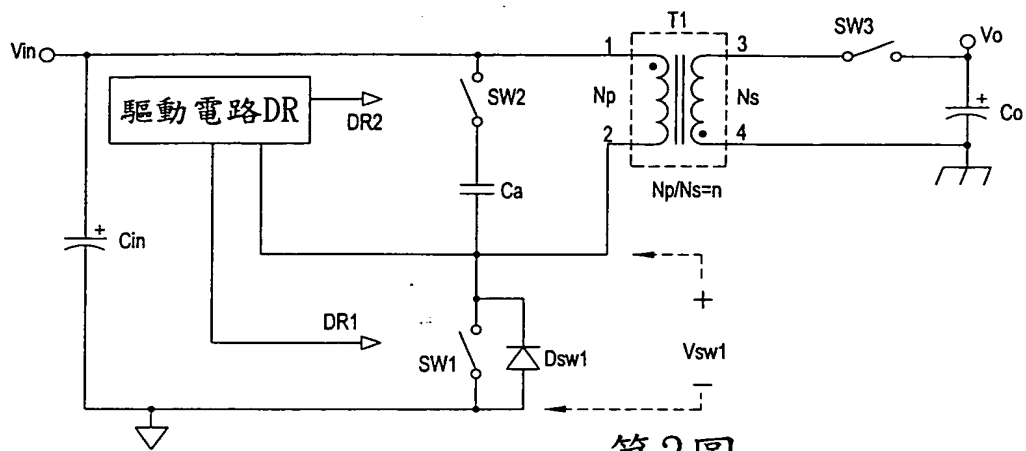


第1圖

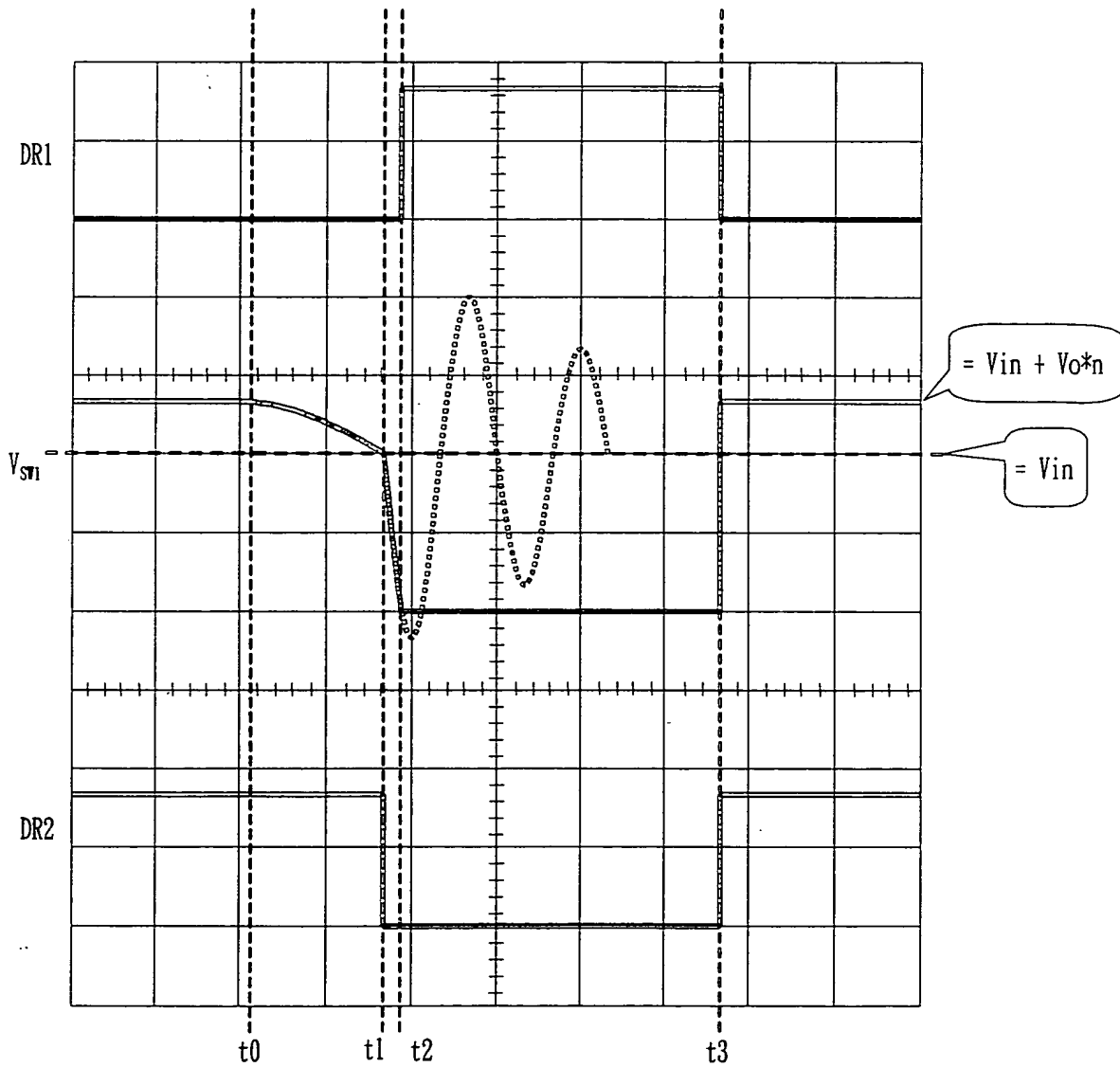


第2圖

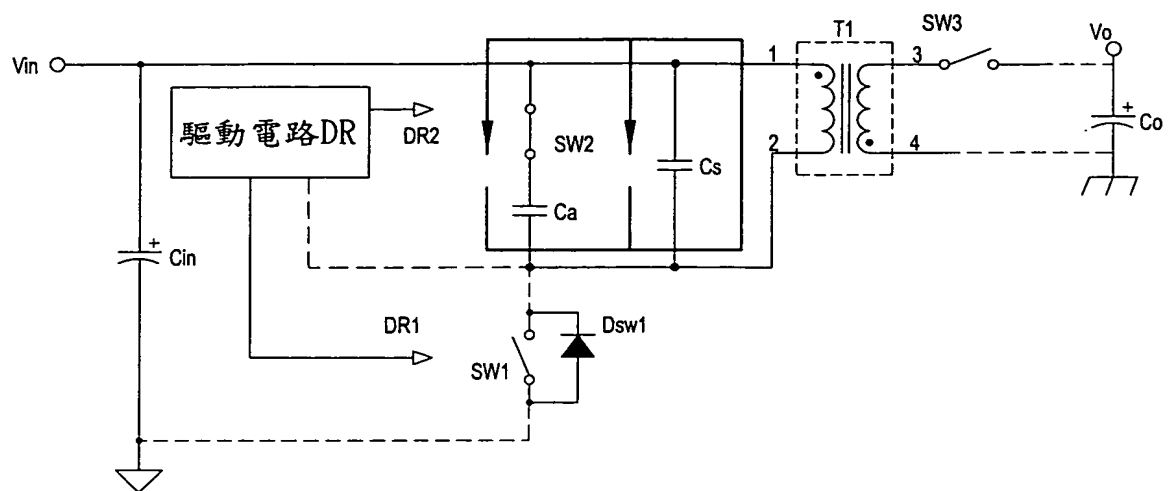




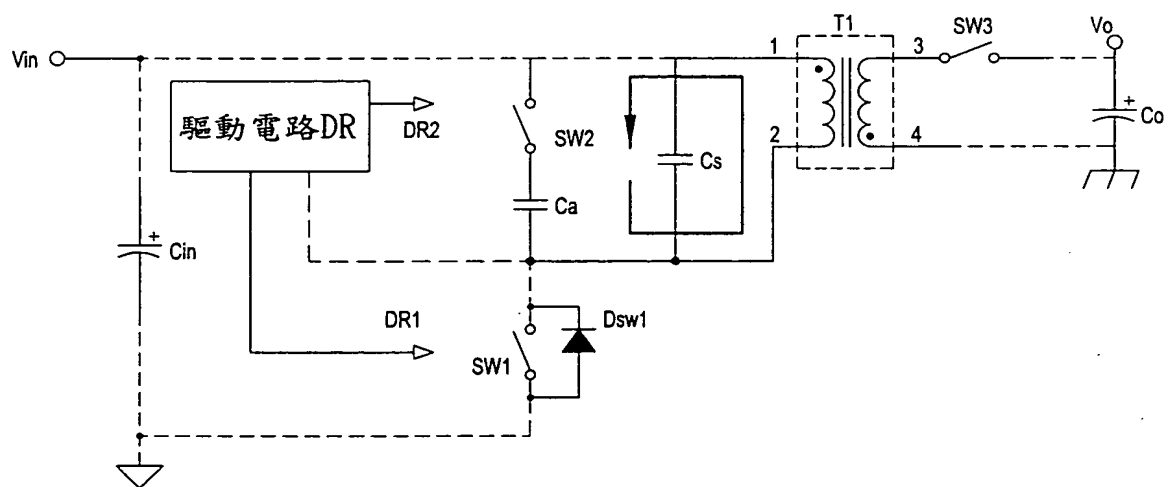
第3圖



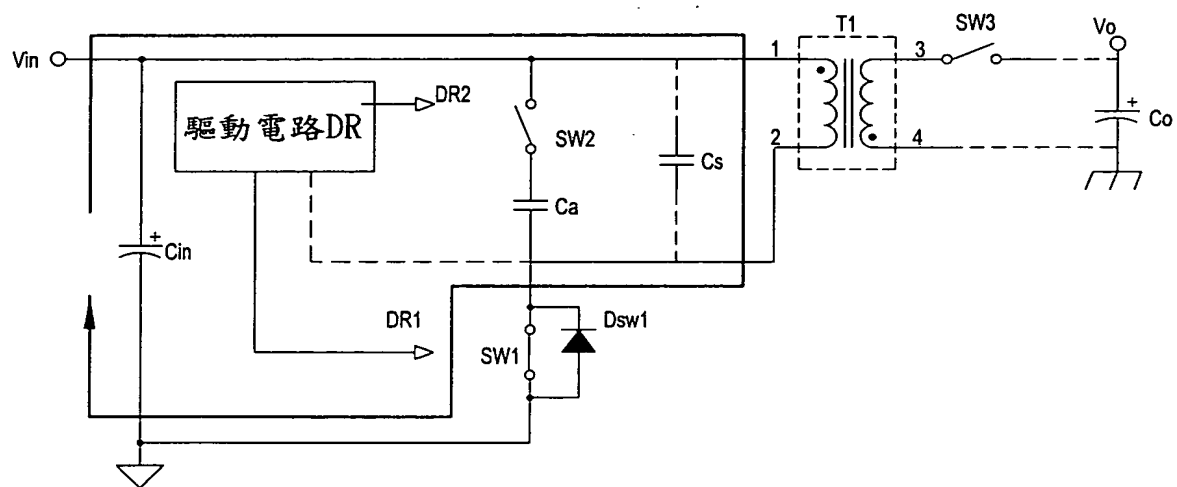
第4圖



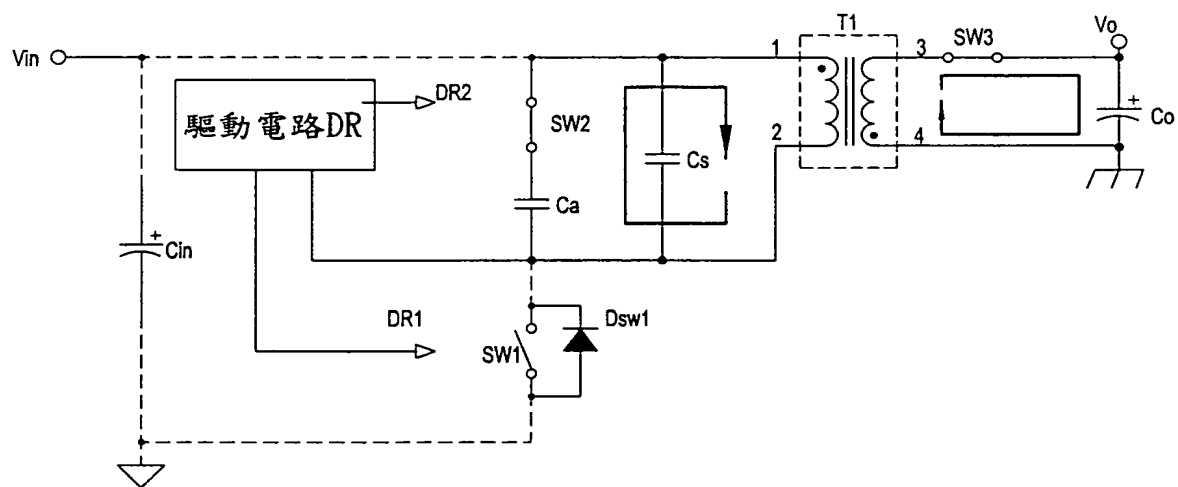
第5a圖



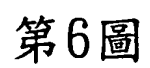
第5b圖



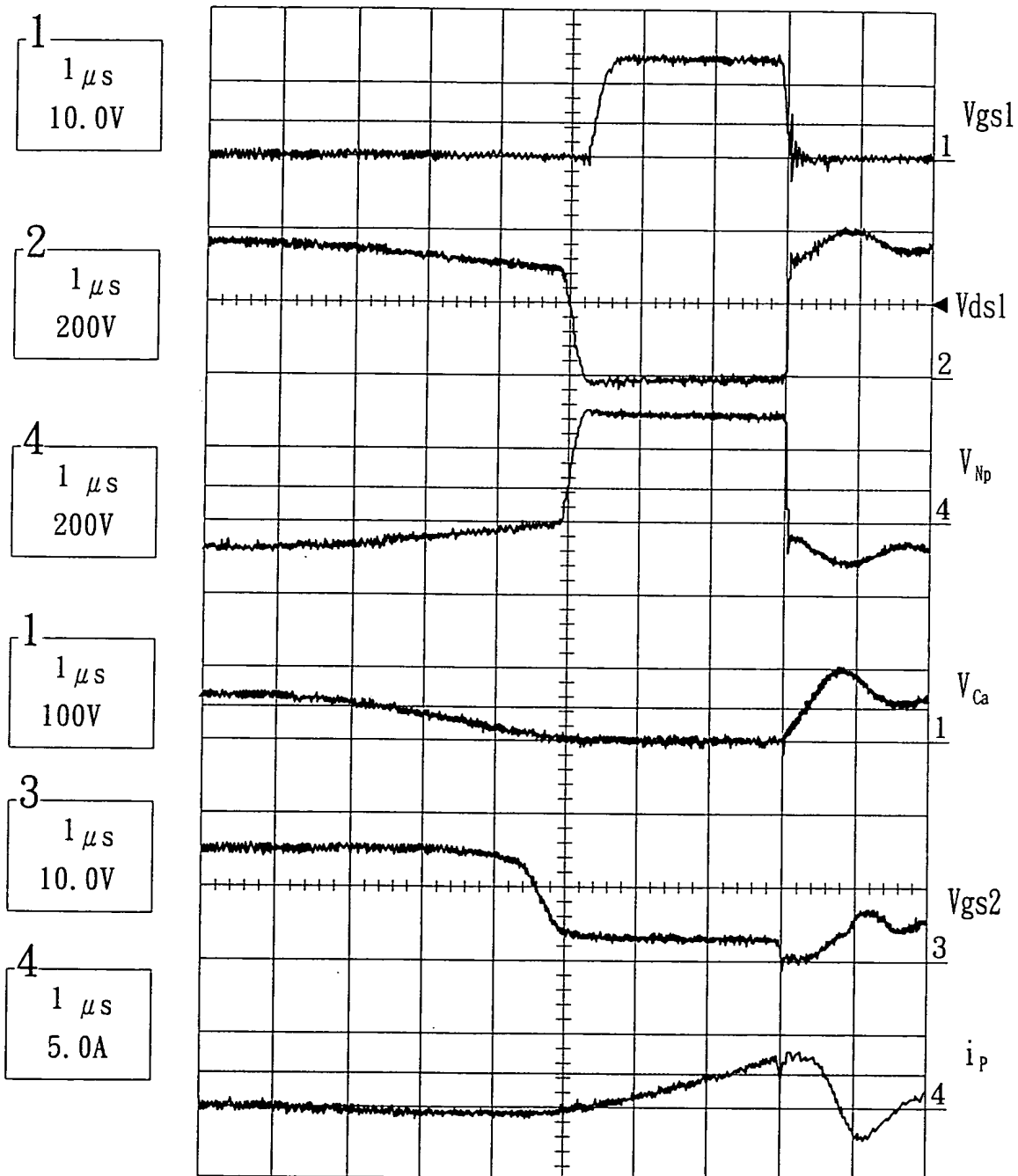
第5c圖



第5d圖



第6圖



第7圖